

## PWM 制御アクティブフィルタの非干渉化 2 自由度制御法とその特性

杉本 英彦\* 若木 晶夫\*\*

### Decoupling Two Degree of Freedom Control Method of PWM Control Active Filter and its Characteristics

Hidehiko SUGIMOTO and Akio WAKAKI

(Received Aug. 31, 1991)

The active filter is necessary to employ the electric power system economically and stably. This paper is concerned with current control methods of the active filter. A current control method of high performance is proposed based on the decoupling two degree of freedom control method.

#### 1. まえがき

電力系統の経済的な運用や安定度向上の点から、無効電力補償装置は不可欠なものである。電圧形PWM制御電力変換器は、高速スイッチングが可能な大容量自己消弧形パワーデバイスの著しい発展により、優れた電流制御性を備えることができるようになったので、それを用いて、負荷が発生する高調波電流を含む無効電流を系統に注入し、無効電力を補償するアクティブフィルタが注目されている。

アクティブフィルタが補償すべき無効電力については既に文献[1]、[2]に報告されているところであるが、補償においては電圧形PWM制御電力変換器が補償すべき無効電流をいかに正確に流すかが重要な課題である。この課題に対する報告例もある<sup>3)</sup>。文献[3]は補償すべき電流を指令電流とし、それと実補償電流の偏差の極性をヒステリシスコンパレータで判別して得られるオン・オフ信号で自己消弧形パワーデバイスを制御することにより電流を制御する方法について報告している。これに対し本論文は、電圧形PWM制御電力変換器で直接制御できるのは電圧であるという観点から、電圧形PWM制御電力変換器の交流側に設けた電流平滑用リアクトルを考慮に入れて、電圧形PWM制御変換器による高性能電流制御法を検討し、非干渉制御と目標値フィードフォ

ワード型2自由度制御を組合せた、非干渉化2自由度制御法提案するものである。本論文で、その制御法を導出するとともにその制御法によるシュミレーション結果を示す。

## 2. 補償電流と電圧形PWM制御電力変換器の電圧電流の関係

電源電圧が受電端で三相对称正弦波であるとし、補償すべき電流などについて考察する。

### 2.1 補償電流について

三相電力系統を簡単に示すと、図1のようになる。電源電圧は受電端で三相正弦波電圧であり、(1)式で表されるものとする。

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin \theta \\ e_b &= E_m \sin (\theta - 2\pi/3) \\ e_c &= E_m \sin (\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ここに $\theta = \omega t$ であり、電源角周波数 $\omega$ は一定である。

電源には電源電圧と同相の三相正弦波電流が流れるのが望ましい。この電流が有効電流である。したがって、負荷が発生する電流のうち、この電流を除いた電流が無効電流で補償すべき電流である。有効電流と補償すべき電流を分離しやすくするために、 $\omega$ で回転する $\gamma$ - $\delta$ 座標を導入する。(1)式で表された三相正弦波電圧の合成ベクトルの方向を $\delta$ 軸に一致させると、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸上の電源電圧 $e_r$ 、 $e_s$ は $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ を次式で座標変換することで得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_r \\ e_s \end{bmatrix} &= \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos (\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin (\theta - 2\pi/3) & \sin (\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3/2} E_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

$e_r$ は0で、 $e_s$ は直流である。同様に、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸上では電源電圧と同相の三相正弦波電流も、すなわち、有効電流も、 $\gamma$ 軸電流は0、 $\delta$ 軸電流は直流になる。したがって、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸上では $\gamma$ 軸電流のすべて及び $\delta$ 軸電流の交流分が無効電流で補償すべき電流になる。

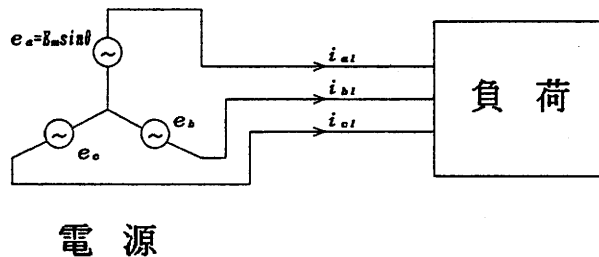


図1 三相電力系統

$\gamma$ ,  $\delta$  軸負荷電流  $i_{\gamma l}$ ,  $i_{\delta l}$  は、三相負荷電流  $i_{a l}$ ,  $i_{b l}$ ,  $i_{c l}$  を次式で変換することで得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma l} \\ i_{\delta l} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos (\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin (\theta - 2\pi/3) & \sin (\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a l} \\ i_{b l} \\ i_{c l} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$i_{\gamma l}$ ,  $i_{\delta l}$  はそれぞれ直流分と交流分を持つ。

ところで、 $\delta$  軸負荷電流  $i_{\delta l}$  は有効電流である直流分と補償すべき無効電流である交流分に分けなければならない。補償すべき  $\delta$  軸負荷電流  $\tilde{i}_{\delta l}$  を得るために  $i_{\delta l}$  を次式で表されるハイパスフィルタに通すことにする。

$$F(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

後述のシミュレーションは、 $\zeta = 1.0$ ,  $\omega = 4\pi$  の条件で行った。図2はその条件で求めたゲイン線図である。このハイパスフィルタは  $\delta$  軸負荷電流  $i_{\delta l}$  の 3Hz 程度以上、すなわち、電源周波数が 60Hz のとき、三相負荷電流の 63Hz 程度以上（正相分）及び 57Hz 程度以下（逆相分）を通す。

図3は  $\gamma$ - $\delta$  座標で表した電源電圧と負荷電流のベクトル図である。

## 2. 2 電圧形PWM制御電力変換器の電圧電流について

三相電圧形PWM制御電力変換器を適用したアクティブフィルタの構成を図4に示す。PWM制御するための電力用半導体デバイスとして、近年は、自己消弧形パワーデバイスを用いる。図4ではパワートランジスタを用いている。電圧形PWM制御電力変換器の直流側には、変換器の交流側

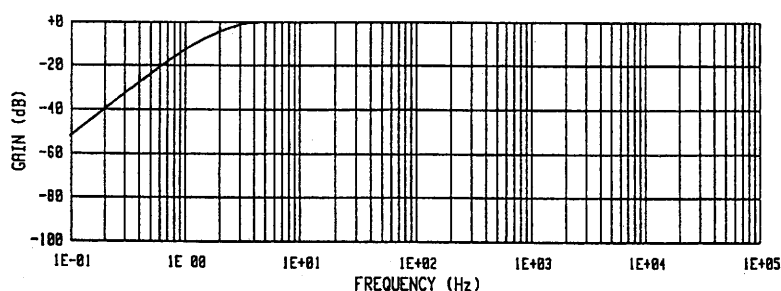


図2 ハイパスフィルタのゲイン線図

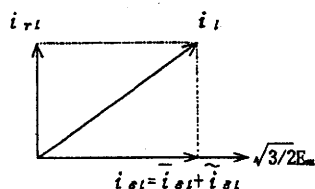


図3 電源電圧と負荷電流のベクトル図



$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos (\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin (\theta - 2\pi/3) & \sin (\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rc} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos (\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin (\theta - 2\pi/3) & \sin (\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ac} \\ i_{bc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

でできる。 $i_{ac}$ ,  $i_{bc}$ ,  $i_{cc}$ は三相補償電流であるので, $i_{rc}$ ,  $i_{sc}$ は $\gamma$ ,  $\delta$ 軸補償電流である。 $\gamma$ ,  $\delta$ 軸で表した電圧電流を用いると,(5)式は次の状態方程式に変形できる。

$$P \begin{bmatrix} i_{rc} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rc} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + (1/L) \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3/2} E_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

(6)式は $i_{rc}$ ,  $i_{sc}$ が $v_r$ ,  $v_s$ で制御できることを示している。なお, $v_r$ ,  $v_s$ がどんな値までとれるかは平滑用コンデンサ $C$ の電圧 $v_{dc}$ で決り,次式が満足される。

$$\sqrt{v_r^2 + v_s^2} \leq k \sqrt{1/2} v_{dc} \quad (9)$$

ここに,例えば,正弦波-三角波比較PWM方式の場合は $k=\sqrt{3}/2$ ,瞬時空間磁束鎖交数ベクトル円軌跡PWM方式の場合は $k=1$ である。

また,(6)式から分るように $i_{rc}$ ,  $i_{sc}$ を高速応答制御するためには, $v_r$ ,  $v_s$ を大きくする必要があるが,そのためには $v_{dc}$ をできるだけ高くするのが望ましい。

### 3. アクティブフィルタによる無効電流補償のための電流制御法

#### 3.1 アクティブフィルタの構成

図4にアクティブフィルタの構成を示したが,これを無効電流補償のための電流制御法の観点から説明する。

前章で述べたようにアクティブフィルタは,三相負荷電流を $\gamma$ ,  $\delta$ 軸負荷電流に座標変換し,さらに, $\delta$ 軸負荷電流についてはハイパスフィルタを通して得た $i_{r1}$ ,  $\tilde{i}_{s1}$ を補償するためのものである。したがって, $i_{r1}$ ,  $\tilde{i}_{s1}$ はアクティブフィルタの電流指令である。ここで,座標変換は電源電圧の位相 $\theta$ を検出し,その $\theta$ を使って作った三角関数で行う。

電流制御系は,これらの電流指令に追従する電流を,電圧形PWM制御電力変換器が流すことができるように構成する。すなわち,電圧形PWM制御電力変換器が流す三相補償電流を,前述の三角関数で $\gamma$ ,  $\delta$ 軸補償電流に変換した後電流制御器にフィードバックし,電流制御器の出力である電圧形PWM制御電力変換器の $\gamma$ ,  $\delta$ 軸電圧指令を,前述の三角関数で三相電圧指令に逆変換し,その三相電圧指令にしたがって電圧形PWM制御電力変換器の三相電圧をPWM制御するように構成する。

なお、電圧形PWM制御電力変換器の直流電圧を制御するための制御系も必要である。その直流電圧を制御するためには、有効電流を流す必要があるから、直流電圧指令と実直流電圧を入力とする電圧制御器の出力を電流指令とし、これを $\delta$ 軸補償電流指令から減算して( $\delta$ 軸補償電流は電圧形PWM制御電力変換器から流れ出る方向を正としている) $\delta$ 軸電流指令とし、 $\delta$ 軸電流を制御することで直流電圧を制御する。

以下、種々の補償電流制御法を示し、その制御特性を比較する。

### 3. 2 電流制御法 I—フィードバックループのみによる電流制御法

この電流制御法では、電圧形PWM制御電力変換器の $\gamma$ 、 $\delta$ 軸電圧 $v_r$ 、 $v_\delta$ を次式で制御する。

$$\begin{cases} v_r = K_i (i_{rl} - i_{rc}) \\ v_\delta = K_i (\tilde{i}_{\delta l} - i_{\delta c}) + \sqrt{3/2} E_m \end{cases} \quad (10)$$

ここに、 $K_i$ は比例ゲインである。

図5はこの電流制御法のブロック線図である。(10)式は補償電流を比例制御するものであり、電流制御性をよくするために、その式の2行目右辺第2項に電源電圧をフィードフォワードで与えている。(10)式を(8)式に代入すると、次式を得る。

$$P \begin{bmatrix} i_{rc} \\ i_{\delta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_i}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{K_i}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rc} \\ i_{\delta c} \end{bmatrix} + \frac{K_i}{L} \begin{bmatrix} i_{rl} \\ \tilde{i}_{\delta l} \end{bmatrix} \quad (11)$$

(11)式は比例ゲイン $K_i$ を適切に設計すれば安定な制御系である。

ここで、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸電源電流 $i_r$ 、 $i_\delta$ と $\gamma$ 、 $\delta$ 軸負荷電流 $i_{rl}$ 、 $i_{\delta l}$ の関係を調べる。それらの間には、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸補償電流 $i_{rc}$ 、 $i_{\delta c}$ を含めて、

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rl} - i_{rc} \\ i_{\delta l} - i_{\delta c} \end{bmatrix} \quad (12)$$

の関係があるから、(4)、(11)、(12)式から次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{(P + K_i/L)^2 + \omega^2} \begin{bmatrix} P^2 + (K_i/L)P + \omega^2 & * \\ (K_i/L)\omega & -\omega(K_i/L)F(P) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rl} \\ i_{\delta l} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$* = (P + K_i/L)^2 + \omega^2 - (K_i/L)(P + K_i/L)F(P)$$

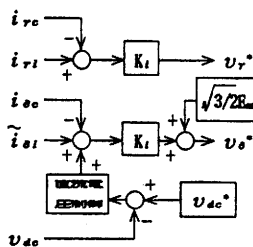


図5 電流制御法 I のブロック線図

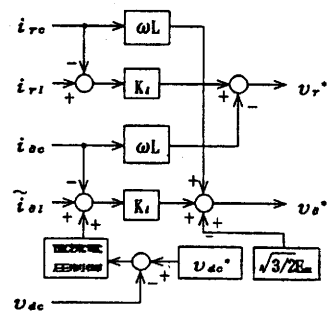


図10 電流制御法 II のブロック線図

図6の曲線Ⅰは(13)式において $\omega = 2\pi \times 60$ ,  $L/K_I = 3 \times 10^{-5}$ の条件で求めた $i_r(s)/i_{r1}(s)$ のゲイン線図である。ここで、 $L/K_I = 3 \times 10^{-5}$ としたのは電圧形PWM制御電力変換器のPWM周波数を15kHz程度とすると、5kHz程度までは良好な電流追従性を得ることができるからである。また、図7の曲線Ⅰは同じ条件で求めた $i_o(s)/i_{o1}(s)$ のゲイン線図である。さらに、図8、図9は同じ条件で求めた $i_o(s)/i_{r1}(s)$ ,  $i_r(s)/i_{o1}(s)$ のゲイン線図である。図6、8、及び9においては全域で、そして図7においては高周波域でゲインが低い程無効電流の補償性能がよいが、電流制御法Ⅰでは、図8、図9から分るように $\gamma$ ,  $\delta$ 軸間に相互干渉が現れ、特に $i_{o1}$ から $i_r$ への干渉が強く、無効電流の補償性能をよくすることが難しい。

### 3. 3 電流制御法Ⅱ—フィードバックループ及び非干渉制御による電流制御法

この電流制御法では、電圧形PWM制御電力変換器の $\gamma$ ,  $\delta$ 軸電圧 $v_r$ ,  $v_o$ を次式で制御する。

$$\left. \begin{aligned} v_r &= K_I (i_{r1} - i_{rc}) - \omega L i_{oc} \\ v_o &= K_I (\tilde{i}_{o1} - i_{oc}) + \sqrt{3/2} E_m + \omega L i_{rc} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

図10はこの電流制御法のブロック線図である。(14)式は、そのそれぞれの行の右辺の最後の項を(11)式に対して追加したもので、それが $\gamma$ ,  $\delta$ 軸間を非干渉化するためのものである。(14)式を(8)式に代入すると、次式を得る。

$$P \begin{bmatrix} i_{rc} \\ \tilde{i}_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_I}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{K_I}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rc} \\ i_{oc} \end{bmatrix} + \frac{K_I}{L} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{o1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

(15)式は明らかに安定な制御系である。

ここで、 $\gamma$ ,  $\delta$ 軸電源電流 $i_r$ ,  $i_o$ と $\gamma$ ,  $\delta$ 軸負荷電流 $i_{r1}$ ,  $i_{o1}$ の関係を調べる。(4), (12), (15)式から次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{1}{P + \frac{K_I}{L}} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & P + \frac{K_I}{L} - \frac{K_I}{L} F(P) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{o1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

(15), (16)式から分るように、 $\gamma$ ,  $\delta$ 軸間に干渉はないので、無効電流の補償特性は単純になる。図6、7の曲線Ⅱは(15)式において $\omega = 2\pi \times 60$ ,  $L/K_I = 3 \times 10^{-5}$ の条件で求めた $i_r(s)/i_{r1}(s)$ ,  $i_o(s)/i_{o1}(s)$ のゲイン線図であり、 $\omega \ll K_I/L$ なので電流制御法Ⅰのものとほぼ一致する。

### 3. 4 電流制御法Ⅲ—非干渉化2自由度制御法(1)

電流制御法Ⅱは高調波次数の高い無効電流の補償性能があまりよくない。これは電圧形PWM制御電力変換器の電流平滑用リアクトル $L$ が補償電流を流しにくくするためである。この問題を解消するためには、補償すべき無効電流によってリアクトル $L$ に誘起する電圧をフィードフォワード制御すればよいが、そのためには微分が必要である。補償すべき無効電流には次数の高い高調波成分が含まれているので、この方法は実現することが困難である。そこで、微分の代りに疑似微分を行い、フィードフォワード制御を行う。電流制御法Ⅱにこの制御を加え、電圧形PWM制御電力変換器の $\gamma$ ,  $\delta$ 軸電圧 $v_r$ ,  $v_o$ を次式で制御する。

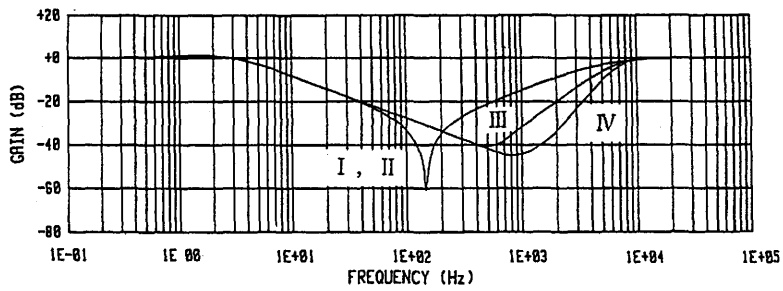


図 6  $i_r(s)/i_{rl}(s)$  のゲイン

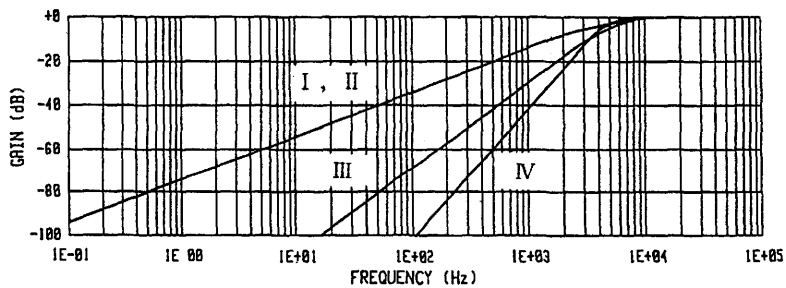


図 7  $i_o(s)/i_{ol}(s)$  のゲイン線図

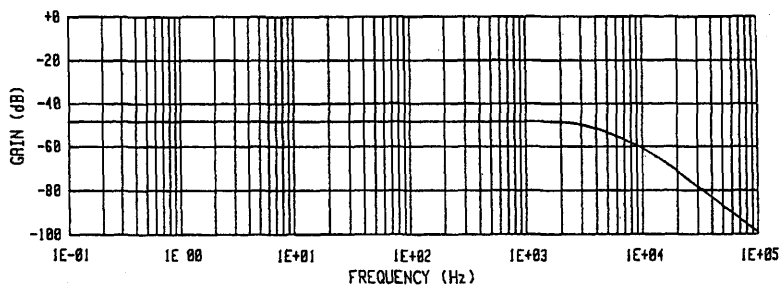


図 8  $i_o(s)/i_{rl}(s)$  のゲイン線図

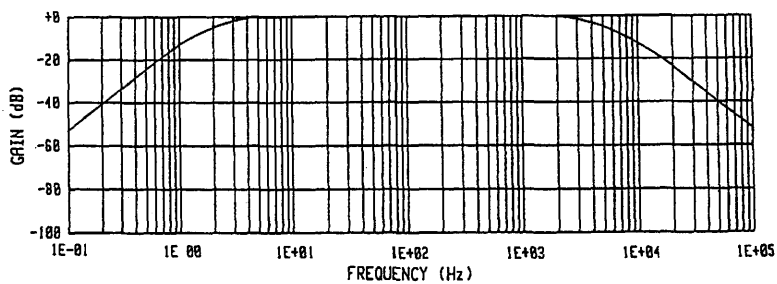


図 9  $i_r(s)/i_{ol}(s)$  のゲイン線図



$$\left. \begin{aligned} v_r &= K_t (i_{rl} - i_{rc}) - \omega L i_{sc} + \frac{LP}{TP+1} i_{rl} \\ v_s &= K_t (\tilde{i}_{sl} - i_{sc}) + \sqrt{3/2} E_m + \omega L i_{rc} + \frac{LP}{TP+1} \tilde{i}_{sl} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

ここに、 $1/T$ は疑似微分の折線角周波数である。

図11はこの電流制御法のブロック線図である。(17)式は、そのそれぞれの行の右辺の最後の項を(14)式に対して追加したもので、それが補償すべき無効電流をフィードフォワード制御するためのものである。図11のブロック線図の構成からも分るように、この部分があるので、この制御系は目標値フィードフォワード型2自由度制御系である。(17)式を(8)式に代入すると、次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} P i_{rc} &= -\frac{K_t}{L} i_{rc} + \left( \frac{K_t}{L} + \frac{P}{TP+1} \right) i_{rl} \\ P \tilde{i}_{sc} &= -\frac{K_t}{L} i_{sc} + \left( \frac{K_t}{L} + \frac{P}{TP+1} \right) \tilde{i}_{sl} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

(18)式もまた明らかに安定な制御系である。

ここで、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸電流  $i_r$ 、 $i_s$  と  $\gamma$ 、 $\delta$  軸負荷電流  $i_{rl}$ 、 $i_{sl}$  の関係を調べる。(4)、(12)、(18)式から次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_r &= \left\{ \left( P - \frac{P}{TP+1} \right) / \left( P + \frac{K_t}{L} \right) \right\} i_{rl} \\ i_s &= \left\{ \left[ P + \frac{K_t}{L} - \left( \frac{K_t}{L} + \frac{P}{TP+1} \right) F(P) \right] / \left( P + \frac{K_t}{L} \right) \right\} i_{sl} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

図6、7の曲線Ⅲは、(19)式において  $\omega = 2\pi \times 60$ 、 $L/K_t = T = 3 \times 10^{-5}$  の条件で求めた  $i_r(s)/i_{rl}(s)$ 、 $i_s(s)/i_{sl}(s)$  のゲイン線図である。図から分るように、フィードフォワード制御の効果により、電流制御法Ⅱに比べて、高周波域の無効電流の補償特性がよい。

### 3.5 電流制御法Ⅳ－非干渉化2自由度制御法(2)

電流制御法Ⅰ～Ⅲは電流制御器が比例要素で構成されていた。これを比例積分要素に変更すると、比例積分要素の積分時間  $T_i$  の逆数で表される角周波数より低い角周波数域において電流追従性を改善することができる。そこで、電流制御法Ⅲの電流制御器の比例要素の代りに比例積分要素を用い、電圧形PWM制御電力変換器の  $\gamma$ 、 $\delta$  軸電圧  $v_r$ 、 $v_s$  を次式で制御する。

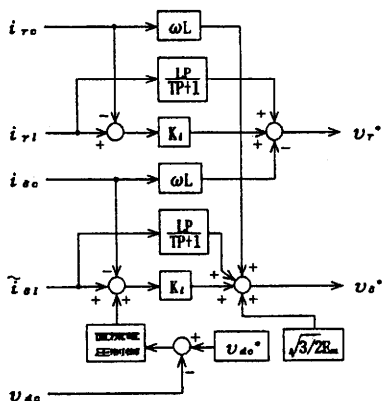


図11 電流制御法Ⅲのブロック線図

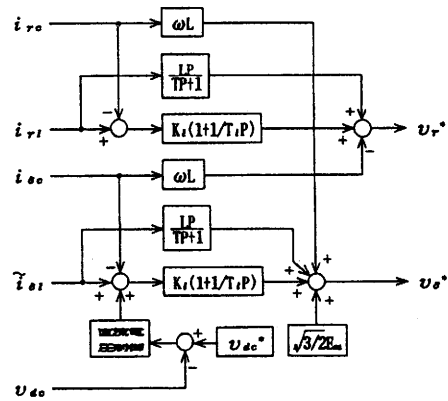


図12 電流制御法Ⅳのブロック線図

$$\left. \begin{aligned} v_r &= K_i \left(1 + \frac{1}{T_i P}\right) (i_{r1} - i_{rc}) - \omega L i_{sc} + \frac{LP}{TP+1} i_{r1} \\ v_s &= K_i \left(1 + \frac{1}{T_i P}\right) (\tilde{i}_{s1} - i_{sc}) + \sqrt{3/2} E_m + \omega L i_{rc} + \frac{LP}{TP+1} \tilde{i}_{s1} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

図12はこの電流制御法のブロック線図である。(20)式を(8)式に代入すると、次式を得る。

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} i_{rc}/P \\ i_{rc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_i}{LT_i} & -\frac{K_i}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rc}/P \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_i}{L} \left(1 + \frac{1}{T_i P}\right) + \frac{P}{TP+1} \end{bmatrix} i_{r1} \\ P \begin{bmatrix} i_{sc}/P \\ i_{sc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_i}{LT_i} & -\frac{K_i}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rc}/P \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_i}{L} \left(1 + \frac{1}{T_i P}\right) + \frac{P}{TP+1} \end{bmatrix} \tilde{i}_{s1} \end{aligned} \quad (21)$$

(21)式も明らかに安定な制御系である。

ここで、 $\gamma$ 、 $\delta$ 軸電源電流  $i_r$ 、 $i_s$  と  $\gamma$ 、 $\delta$ 軸負荷電流  $i_{r1}$ 、 $i_{s1}$  の関係を調べる。(4)，(12)，(21)式から次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_r &= \left[ \frac{P^2 - P^2/(TP+1)}{P^2 + (K_i/L)P + K_i LT_i} \right] i_{r1} \\ i_s &= \left[ \frac{P^2 + (K_i/L)P + K_i/LT_i + P \left\{ (K_i/L) \left(1 + 1/T_i P\right) + P/(TP+1) \right\} F(P)}{P^2 + (K_i/L)P + K_i LT_i} \right] i_{s1} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

図6，7の曲線Ⅳは，(22)式において  $\omega = 2\pi \times 60$ ， $L/K_i = T_i = T = 3 \times 10^{-5}$ の条件で求めた  $i_r(s)/i_{r1}(s)$ ， $i_s(s)/i_{s1}(s)$ のゲイン線図である。図から分るように，比例積分要素の効果により，電流制御法Ⅲに比べてさらに，高周波域の無効電流の補償特性がよい。

#### 4. シミュレーション結果

電流制御法の違いによる無効電流の補償特性の差を調べるために，図4において負荷を図13に示す三相サイリスタ整流回路として，電流制御法Ⅱ及びⅣについてシミュレーションした。シミュレーションは，簡単化のため，PWM電力変換器をリアアンプで代用し，また，三相サイリスタ整流回路に流れる負荷電流を方形波電流の基本波から第31次調波までの合成で模擬した。電源電圧は200V，電源周波数は60Hz，電流平滑用リアクトル  $L$  は10mHである。

##### 4. 1 電流制御法Ⅱ－フィードバックループ及び非干渉制御による電流制御法の場合

3. 3節で述べた条件でシミュレーションした。

図14に各部波形，表1に無効電流の残留率を各高調波次数毎に示した。残留率は各高調波次数毎の(電源電流最大値/負荷電流最大値)を表している。表1よれば，第19次までの残留率はおおよそ20%以下である。これは図6，7のゲイン線図が示しているところである。第19次は正相分であるから  $(19-1) \times 60 = 1080\text{Hz}$ の周波数でのゲインを見

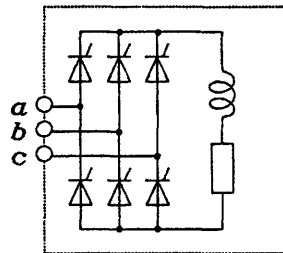


図13 三相サイリスタ整流回路

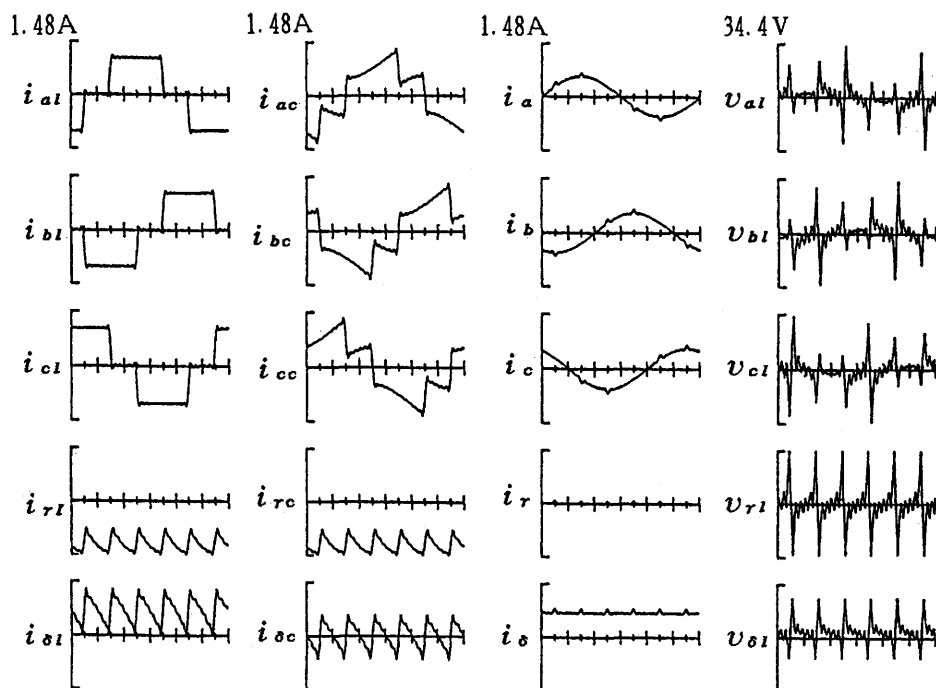


図14 電流制御法Ⅱを適用したアクティブフィルタの各部波形

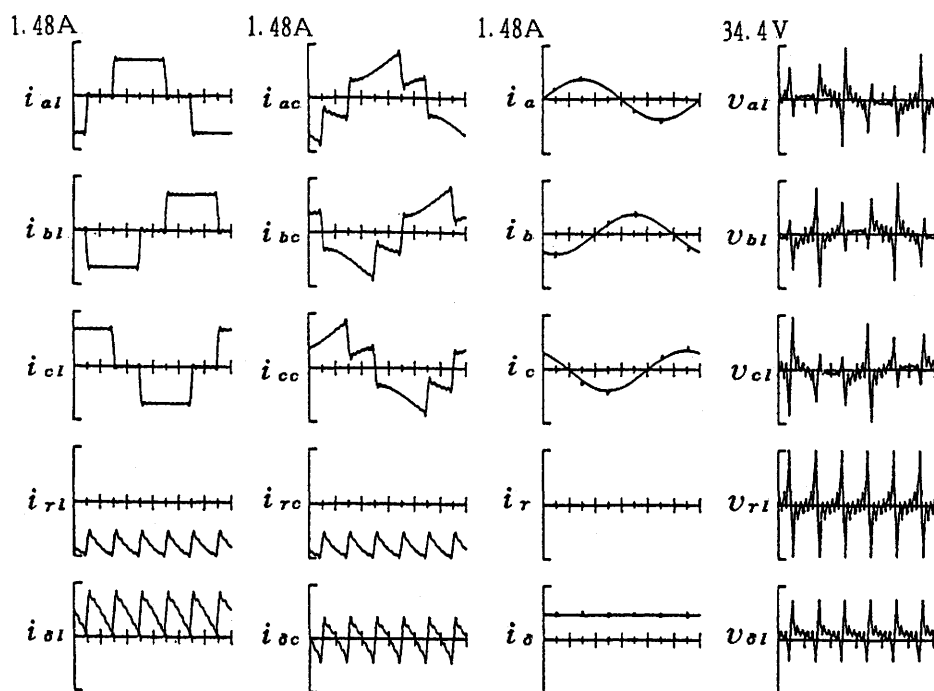


図15 電流制御法Ⅳを適用したアクティブフィルタの各部波形

表1 電流制御法Ⅱを適用した場合の  
電源電流の無効電流の残留率

高調波 次数		負荷電流 最大値 (A)	電源電流 最大値 (A)	残 留 率 (%)
基本 波	有効	0.5514	0.5514	100
	無効	0.9550	0	0
5		0.2205	0.014	6.5
7		0.1575	0.102	6.5
11		0.1002	0.014	13.6
13		0.0848	0.011	13.6
17		0.0648	0.013	1.99
19		0.0580	0.012	1.99
23		0.0479	0.013	26.6
25		0.0441	0.012	26.6

表2 電流制御法Ⅳを適用した場合の  
電源電流の無効電流の残留率

高調波 次数		負荷電流 最大値 (A)	電源電流 最大値 (A)	残 留 率 (%)
基本 波	有効	0.5514	0.5514	100
	無効	0.9550	0	0
5		0.2205	0.0012	0.56
7		0.1575	0.0009	0.56
11		0.1002	0.0004	0.38
13		0.0848	0.0003	0.38
17		0.0648	0.0007	1.04
19		0.0580	0.0006	1.04
23		0.0479	0.0011	2.33
25		0.0441	0.0010	2.33

ると約14dBで 0.2に相当する。残留率をさらに小さくするためには $L/K_L$ を小さくする必要がある、例えば、 $L/K_L = 1 \times 10^{-5}$ に選ぶと第19次の残留率は6.5%になるシミュレーション結果が得られている。

電流平滑用リアクトル $L$ の電圧は直流電圧 $V_{dc}$ に関係するから重要である。このシミュレーションでは最大値がおおよそ33Vであった。また、必要な $V_{dc}$ は322V以上である。

#### 4. 2 電流制御法Ⅳ－非干渉化2自由度制御法(2)の場合

3. 5節で述べた条件でシミュレーションした。図15に各部波形、表2に無効電流の残留率を各高調波次数毎に示した。表2よれば第25次でも残留率が2.33%で無効電流の補償が十分行われていることを示している。このようにこの電流制御法は補償すべき無効電流のフィードフォワード制御及び電流制御器を比例積分微分要素とすることで、優れた無効電流の補償特性を示す。

電流平滑用リアクトル $L$ の電圧の最大値はおおよそ33Vであった。また、必要な $V_{dc}$ は 332V以上である。これらの値は図14の場合とほとんど同じであり、直流電圧 $V_{dc}$ を高くすることなく無効電

流の補償特性を改善できることを示している。

## 5. あとがき

以上、電力系統に用いるアクティブフィルタによる無効電流の補償法について、電流制御の観点から検討を加えた。負荷電流を電源電圧を合成したベクトル軸とそれと直交する軸に分解すると、電源電圧を合成したベクトル軸の直流分だけが有効電流になる。したがって、それ以外の電流をアクティブフィルタで補償すればよい。種々の電流制御法に対し補償特性を、電流制御系のゲイン線図と電源電流における無効電流の残留率から比較検討し、本論文で提案した非干渉化2自由度制御法を採用することで、優れた補償特性が得られることを明らかにした。

## 参考文献

- [1] 赤木, 金沢, 藤田, 難波江: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」 電学論B 103, 483 (1983)
- [2] 矢野, 杉本, 川岸, 宇高, 西内: 「PWM制御電力変換器による瞬時無効電流補償の一考察」 電気学会半導体電力変換研究会資料SPC-83-36 (1983)
- [3] 金沢, 赤木, 難波江: 「電圧形PWM変換器を用いた瞬時無効電力補償装置の動作解析と設計法」 電気学会半導体電力変換研究会資料SPC-84-64 (1984)

